

Ejercicio 1

Amplificadores de instrumentación

1.1 Introducción

A modo de delimitar un marco teórico y notacional a partir del cual se presentarán con mayor claridad y precisión los términos técnicos siguientes, se procede a definir las dos entradas genéricas, V_1 y V_2 , de un circuito de tipo MISO (multiple inputs, single output) como:

$$\begin{cases} V_1 = V_{CM} + V_{DM1} \\ V_2 = V_{CM} + V_{DM2} \end{cases} \quad (1.1)$$

donde V_{CM} es la tensión de modo común, es decir, la componente compartida por las dos señales V_1 y V_2 , y V_{DMi} es la tensión diferencial o la componente única/diferente de la tensión i , con $i=1,2$.

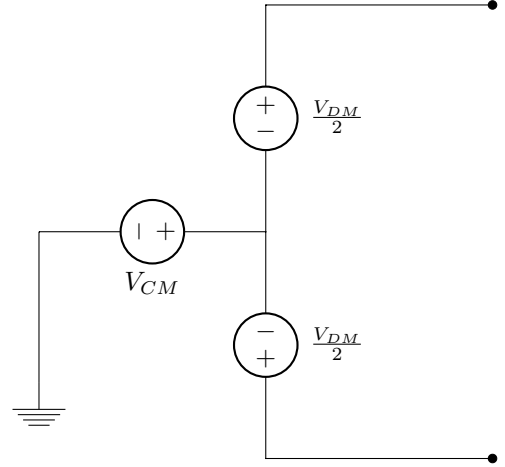
Nótese que tanto V_{CM} como V_{DMi} pueden ser nulas o no, dependiendo de las señales V_1 y V_2 y de la relación existente entre ellas.

En particular, cuando la señal V_1 y V_2 comparten el mismo canal de transmisión se podrá decir que las señales comparten el ruido proveniente del mismo¹ y por lo tanto V_{CM} será una variable aleatoria de distribución de probabilidad acorde, a determinar. Además, aquellas señales que estén montadas sobre tensiones continuas también tendrán una componente continua común.

Debe también hacerse notar el hecho de que $V_1 - V_2 = V_{DM1} - V_{DM2}$, por lo que el modo común se verá eliminado al restar las dos señales de input. De aquí se desprende la notación a utilizar para el modo diferencial: $V_{DM} = V_{DM1} - V_{DM2}$

Esta notación permite expresar a las entradas del sistema MISO como un circuito dispuesto de la siguiente forma:

¹Sólo cuando la longitud de onda del ruido es muy superior al tamaño del circuito e interfieren con la medición



Una vez establecida la notación anterior, procedemos a definir los siguientes términos:

- Un amplificador diferencial es un circuito cuya función será atenuar significativamente el modo común (idealmente eliminarlo) de las dos entradas y amplificar el modo diferencial de las mismas, realizando la diferencia entre las dos señales.

En efecto, teniendo en cuenta la linealidad del sistema o circuito, se puede tratar al efecto sobre las entradas por superposición, por lo que definiendo a la ganancia del modo común a la salida del circuito como A_{CM} y a la del modo diferencial como A_{DM} , si H es el efecto del sistema sobre las entradas, entonces $H(V_1; V_2) = A_{DM} * V_{DM} + A_{CM} * V_{CM}$

A continuación se presenta un modelo típico de un amplificador de diferencias.

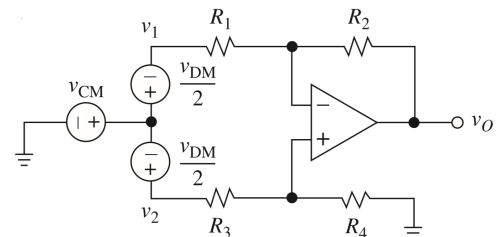


Figura 1.1: Modelo simple de amplificador diferencial

- El **CMRR** o **Common Mode Rejection Ratio** se define como la relación entre la ganancia del modo diferencial y el modo común, de forma tal que $CMRR = \frac{A_{DM}}{A_{CM}}$. El mismo puede ser expresado en decibeles como $CMRR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right)$.

La definición presentada anteriormente debe ser entendida entonces como una medida de cuánto prevalecerá el modo diferencial por sobre el modo común, es decir, permitirá cuantificar qué tan "bueno" es el amplificador diferencial: Cuanto mayor el CMRR, mejor cumple su función el amplificador diferencial. Así, un amplificador diferencial ideal tendrá un CMRR infinito.

- Un **amplificador de instrumentación** es un amplificador diferencial que cumple con las siguientes condiciones:
 1. Impedancia de entrada muy grande (idealmente infinita) tanto para el modo diferencial como para el común.
 2. Impedancia de salida muy baja (idealmente nula).
 3. Ganancia estable y precisa.
 4. Un CMRR extremadamente grande.

Cabe destacar que si un amplificador de instrumentación utilizara el modelo de amplificador diferencial presentado anteriormente, la impedancia de entrada del circuito sería finita y en consecuencia se cargaría el resto del circuito. Esto resultaría en un deterioro de las señales de entrada, perdiéndose la tensión ideal que estas proveerían. Es así como se degradaría el CMRR, ya que el modo común conformado por el ruido no sufriría pérdida mientras la señal diferencial sí lo haría.

Para solucionar este problema, se inserta un buffer en cada entrada, con una impedancia de entrada resultante infinita que idealmente no deterioraría la señal de entrada.

En este trabajo se justificará el uso del diseño de un amplificador instrumental propuesto por la cátedra, al cual se le asignará valores específicos para los componentes, justificando también la elección de dichos valores y analizando su comportamiento, intentando corroborar la relación de lo teórico y simulado con lo práctico.

1.2 Diseño del amplificador de instrumentación

La cátedra propone un circuito con el cual se implementará un amplificador de instrumentación. Los valores de los componentes serán determinados mediante un análisis completo y detallado del circuito.

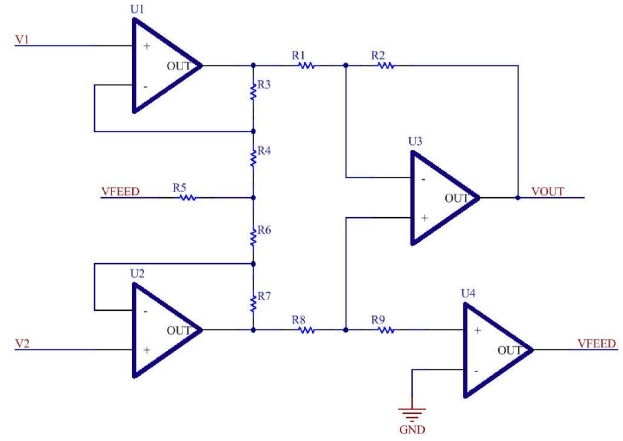


Figura 1.2: Circuito propuesto por la cátedra

Al poseer 4 opamps, algunos con reatrealimentaciones entre sí, el tener en cuenta todas las no idealidades de estos 4 implicaría ecuaciones resultantes de alta complejidad y con tantas variables que el análisis sería engorroso y con pocas conclusiones que resulten de utilidad para los objetivos propuestos. Es por esto que las deducciones y los razonamientos con los cuales se podrá determinar los valores de los componentes para el buen funcionamiento del dispositivo provendrán de un análisis partido, con idealizaciones que se asuma contraerán un error bajo o aceptable y con algunos valores impuestos mediante la técnica de prueba y error a la hora de simular.

Primero, comenzaremos asumiendo que todos los opamps actúan bajo condiciones ideales.

1.2.1 Análisis ideal del circuito

Para simplificar el análisis del circuito, como primer instancia se considera a todos los opamps ideales: cada uno con función transferencia constante para todas las frecuencias, impedancia de entrada infinita (y por lo tanto corrientes de entrada nulas) y con tensiones iguales en las dos entradas.

Las condiciones mencionadas anteriormente reducen el circuito anterior a la siguiente figura:

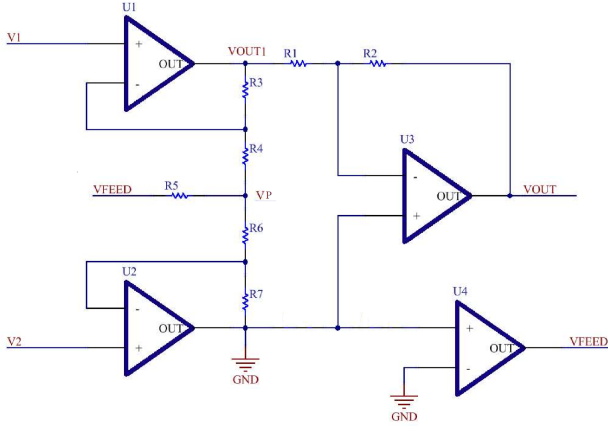


Figura 1.3: Circuito resultante con opamps ideales

Por lo que, usando divisor resistivo, se plantea el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{V_P}{R_4} - V_1 \cdot \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3}\right) + \frac{V_{out1}}{R_3} = 0 \\ \frac{V_P}{R_6} - V_2 \cdot \left(\frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_7}\right) = 0 \\ \frac{V_{out1}}{R_1} + \frac{V_{out}}{R_2} = 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

del cual se puede calcular la señal de salida en función de las entradas como:

$$V_{out} = \frac{R_2 \cdot [R_3 \cdot (R_6 + R_7) \cdot V_2 - R_7 \cdot (R_4 + R_3) \cdot V_1]}{R_1 \cdot R_4 \cdot R_7}$$

Dado que se requiere que la salida sea directamente proporcional a la resta de las dos señales, para eliminar el modo común, se pide que:

$$R_3 \cdot (R_6 + R_7) = R_7 \cdot (R_4 + R_3)$$

que resulta en la condición:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_7}{R_6}$$

Y cuya función transferencia final es:

$$V_{out} = \frac{R_2 \cdot R_7 \cdot (R_4 + R_3)}{R_1 \cdot R_4 \cdot R_7} \cdot (V_1 - V_2)$$

Entonces:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot (V_1 - V_2)$$

Esta relación ideal muestra una ganancia en modo diferencial potencialmente grande y constante para todas las frecuencias. De esta manera el modelo ideal cumple efectivamente con el modelo de un amplificador de instrumentación. Además, se logra un CMRR ideal infinito, es decir que el modo común sería eliminado en su totalidad en un análisis ideal.

Luego, en el contexto ideal, si se requiere una ganancia X , se puede solucionar este problema mediante las siguientes asignaciones:

$$\begin{cases} \sqrt{X} = \frac{R_2}{R_1} \\ \sqrt{X} - 1 = \frac{R_3}{R_4} \end{cases} \quad (1.3)$$

por lo que la razón $\frac{R_7}{R_6}$ quedaría también determinada como $\frac{R_7}{R_6} = \sqrt{X} - 1$ por la relación antes propuesta. Nótese que esta asignación busca una ganancia repartida de manera equitativa o uniforme entre las dos etapas de amplificación, una dada por la relación $\frac{R_3}{R_4}$ y otra por $\frac{R_2}{R_1}$.

Sin embargo, según la fórmula de Friis, cuando se conecta opamps en cascada la ganancia deberá ser superior en las últimas etapas de amplificación (en nuestro caso en $1 + \frac{R_3}{R_4}$) para disminuir la amplificación del ruido. Es por esto que se decidió hacer que la ganancia fuera superior en la segunda etapa. Esta decisión, como se comentará más adelante, fue errónea: el opamp U4 tiene realimenta a los opamps U1 y U2, por lo que este sistema resulta ser circular y por ende la fórmula no tiene el sentido que antes tenía. Se cree que es por esta razón el sistema osciló, contrario a lo que mostraban las simulaciones.

El problema se solucionó al alterar los valores de las resistencias para que la ganancia fuese más balanceada y aumentando el valor de R_5 , que según mostraron las simulaciones y la función de transferencia no ideal (más en detalle más adelante), tenía una gran influencia sobre la estabilidad del circuito, al determinar donde se encuentran los polos de esta función.

Interpretando el análisis anterior, se puede decir que el sistema idealmente busca la simetría en la primera etapa de modo tal que las corrientes del medio para las resistencias R_4, R_3 y R_6, R_7 sean nulas. Esto implicaría que el modo común pasaría inadvertido por la primera etapa, procediendo a ser eliminado por el opamp restador de la segunda etapa. Esto está fundamentado por el teorema de simetría: Si un circuito puede ser descompuestos en dos emi circuitos iguales de forma tal que el circuito pueda ser expresado como la conexión simétrica de estos emi circuitos mediante cables, y si las tensiones de entrada están cada una conectada a un emi circuito, entonces si las tensiones de entrada son iguales entre sí, las corrientes de los cables conectores serán nulas. Es aquí donde planteamos el problema de las tolerancias de las resistencias y con ello la razón del opamp U4.

1.2.2 Análisis de tolerancias para el caso ideal

Se intenta buscar el efecto de las tolerancias sobre la ganancia ideal del circuito.

Se hace notar que si una resistencia real R tuviera una variación sobre su valor ideal de Δx , entonces ya no se cumpliría la condición $R_3 \cdot (R_6 + R_7) = R_7 \cdot (R_4 + R_3)$ mencionada en el tratamiento ideal, por lo que el modo común no se vería totalmente eliminado como se planeaba.

Es aquí donde entra en juego el funcionamiento del opamp U4, que viene a realizar la calibración del circuito, reacomodando la tensión del punto medio V_P mediante V_{FEED} y R_5 para que en este punto haya una tensión

de 0V o lo más cercana posible a este valor cosa tal de que se siga cumpliendo la simetría necesaria para eliminar al modo común. Este opamp intentará forzar la tierra virtual sobre la entrada negativa, teniendo para esto que acomodar su tensión de forma acorde. Si la tensión de entrada del cuarto opamp no fuera nula, se lograría por lo tanto una tensión de offset, ya que se intentaría forzar en el punto medio la tensión anterior más un corrimiento dado por el cambio de tensión de la tierra virtual. Un análisis más comprensivo de lo dicho anteriormente es siguiendo el razonamiento de las corrientes mencionadas anteriormente: En caso de no cumplirse la simetría deseada, las corrientes intermedias dejarán de ser nulas y por ende forzarán caídas de tensión distintas en cada extremo. Las distintas corriente causarán un desbalance a la entrada de los opamps: El opamp U4 tendrá que suplir entonces con una corriente a su salida tal que el anterior equilibrio se logre de nuevo, de esta manera forzando la tierra virtual más fácilmente. Esto se debe a que la caída sobre la resistencia R9 cambiará con la corriente de entrada del opamp U4 y con eso la tensión de la tierra virtual, que deberá ser acomodada.

1.2.3 Análisis NO ideal del circuito

Se puede obtener la transferencia total del circuito en modo diferencial y en modo común por separado teniendo en cuenta las limitaciones propias de los opamps que conforman el circuito. Estas limitaciones están dadas por la consideración de una ganancia y una impedancia de entrada finitas (aunque muy grandes) y una respuesta en frecuencia con polo dominante.

Sin embargo, la función transferencia del circuito utilizando estos modelos resulta tener una complejidad demasiado grande para realizar un análisis exhaustivo que resulte provechoso contra un análisis realizado por prueba y error mediante simulaciones con estas propiedades para cada opamp en LTSPICE. Sin embargo, dicho análisis teórico se ha hecho porque así lo pedía la consigna del trabajo. Se consideró la respuesta en frecuencia de todos los opamps con polo dominante e impedancia de entrada finita para todos menos el opamp U4. Al final de esta subsección se muestra tanto el sistema de ecuaciones como el despeje básico mediante el cual se intentó reducir la expresión a algo manejable, sin éxito.

Por la complejidad de la función de transferencia, se decidió utilizar las relaciones de resistencias antes mencionados en la consideración ideal y luego determinar valores apropiados para R5, R8 y R9 mediante iteraciones inteligentes en LTSPICE, observando tanto la respuesta en frecuencia como la transitoria para verificar que se pudiese obtener la ganancia requerida y estabilidad en el sistema.

Estas simulaciones arrojaron rangos de valores para R8 y R9 para que la ganancia ideal con el planteo anterior no se viese alterada significativamente y de R5 para lograr que

el circuito convergiese a la ganancia esperada y no oscilara (sea inestable) ni atenuara toda la señal en su totalidad ni tampoco amplificara tanto el modo común y el modo diferencial a la vez. Dentro de los rangos mencionados, se eligió un valor intermedio para que los posibles desvíos de los valores reales originados por las tolerancias (1% para SMD, que fue lo que se decidió utilizar) no interfirieran en la ganancia ideal.

Cabe destacar a su vez que variaciones en el valor de R5 alteraban enormemente al valor de VFEED, por lo que se requirió un análisis más detallado de la función del cuarto opamp y de R5 para lograr entender al circuito en mayor profundidad y así poder encontrar los valores apropiado. Es importante señalar también que variaciones en R8 y R9 no modifican significativamente la ganancia ideal, pero que se buscó optimizar este valor ideal con los valores elegidos por simulación.

Para el análisis analítico, se planteó el siguiente sistema de ecuaciones en Matlab:

Matlab Code

```

1  clc ;
2  clear vars ;
3
4  syms v1 v2 vx vfeed vout1 vout2 vout vd
   vd1 vd2
5  syms r1 r2 r3 r4 r5 r6 r7 a0 wp positive
6  syms s
7  %seteo el sistema de ecuaciones del
   circuito
8  [VX, VFEED, VOUT1, VOUT2, VOUT, VD, VD1,
   VD2] = solve(...
9  (vout2-vd-vout)/r2 - (vout1-(vout2-vd))/r1
   == 0,...
10 vd*(a0/(1+s/wp)) - vout == 0,...
11 (vout1-(v1-vd1))/r3 - ((v1-vd1)-vx)/r4 ==
   0,...
12 vd1*(a0/(1+s/wp)) - vout1 == 0,...
13 (vfeed-vx)/r5 - (vx-(v1-vd1))/r4 - (vx-(v2-vd2)
   )/r6 == 0,...
14 (vx-(v2-vd2))/r6 - ((v2-vd2)-vout2)/r7 ==
   0,...
15 vd2*(a0/(1+s/wp)) - vout2 == 0,...
16 vout2*(a0/(1+s/wp)) - vfeed == 0,...
17 [vx vfeed vout1 vout2 vout vd vd1 vd2]);
18 VOUT;
19 VOUT = subs(VOUT, r3, r7);
20 VOUT = subs(VOUT, r4, r6);
21 VOUT = simplify(VOUT);
22 %VOUT = collect(VOUT,wp);
23 VOUT = collect(VOUT,s);
24 % VOUT = collect(VOUT,a0);
25 % VOUT = collect(VOUT,r5);
26 %latex(VOUT)

```

que conlleva a una expresión de 6500 caracteres, que puede simplificarse aún más tratando al numerador y al denominador por separado, con los coeficientes de cada potencia de s también por separado. Se usó el código de java del anexo para poder parsear con simplicidad la función de transferencia. Esta terminó con una forma del estilo $V_{out} = (V_1 - V_2) \cdot H(s)$ solamente en el caso en que $R_1 = 0$, lo cual no coincide con el análisis ideal. Se muestra en el anexo la función de transferencia simplificada para el caso en que $R_1 = 0$.² Independientemente de si R_1 fuera nula o no, la transferencia $H(s)$ tendría la forma $\frac{N(s)}{D(s)}$, donde $N(s)$ es un polinomio de orden 2 de s y $D(s)$ un polinomio de orden 4 de s . Dado la complejidad del análisis de ceros para un polinomio de orden 4 y la extensión de su expresión, un análisis de polos para $H(s)$ resulta completamente impráctica para resolver problemas de estabilidad y de ganancia constante y precisa, condiciones de todo amplificador de instrumentación frente a simulación.

Se llega entonces a la conclusión de que si los polos de la $H(s)$ estuviesen todos del lado izquierdo del eje imaginario (la parte real de los polos fuese negativa) y la función fase de $H(s)$ no llegase a los 180° dentro de un margen seguro, entonces se podría asegurar que el circuito será estable. Un análisis más detallado en estos términos resulta impráctico.

Mediante simulaciones, se determinó que los valores de R_5 para garantizar la convergencia debían ser superiores o iguales a $10k\Omega$, y se simuló con valores hasta $50k\Omega$.

Por otra parte, se eligió por comodidad que los valores de R_8 y R_9 fueran iguales. Se observó que valores de entre 100Ω y $5k\Omega$ garantizaban estabilidad para los valores mencionados anteriormente de R_5 y la ganancia teórica ideal del análisis anterior.

1.2.4 Implementación del circuito

Se busca implementar un amplificador de instrumentación con una ganancia en modo diferencial G dada por $G = 120 + 20 \cdot \sin(\frac{3\pi}{4} + \frac{\pi}{6}) \approx 125.17$

El primer intento de confección del circuito (el cual osciló, originando una salida senoidal montada a otra senoidal), intentó discriminar entre etapas de ganancia, otorgando ganancias mucho mayores la primera etapa de amplificación. Al intentar solucionar la oscilación, se decidió modificar los valores de los componentes elegidos. Se cometió un error al hacer esta substitución, omitiéndose en 1 en el cálculo de los valores para la ganancia ideal. Es por esta razón que con los valores elegidos se obtuvo una ganancia del orden de las 136 veces para el modo diferencial en vez de las 125 esperadas.

Los valores finales para las resistencias elegidas fueron:

1. $R_3 = R_7 = 15k$
2. $R_4 = R_6 = 1.3k$
3. $R_8 = R_9 = 1k$
4. $R_5 = 20k$

El integrado utilizado en el primer intento fue un TL084, pero debido a que el mismo dejó de funcionar y a que en el pañol no se contaba con otro TL084, se utilizó el TL074, que luego se aprendió tenía mayor tolerancia al ruido, lo cual benefició al circuito.

1.3 Diseño de un generador de señales de baja amplitud

Se pretende desarrollar un generador de señales de baja amplitud mediante el uso de un punto de wheatstone, que cumple con el siguiente modelo:

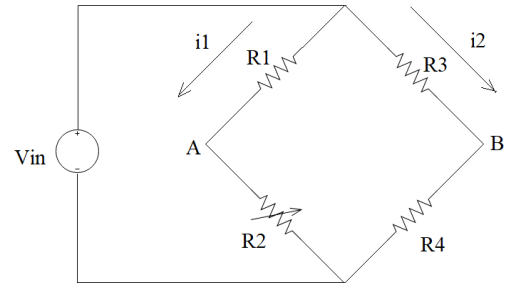


Figura 1.4: Modelo del puente de wheatstone

Del cual se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} V_{in} = i_1 \cdot (R_1 + R_2) \\ V_{in} = i_2 \cdot (R_3 + R_4) \\ V_a = i_1 \cdot R_1 \\ V_b = i_2 \cdot R_3 \end{cases} \quad (1.4)$$

De donde se puede obtener que $V_a - V_b = V_{ab} = V_{in} \cdot (\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4})$. Además, de aquí se observa que si se toma los valores de las resistencias fijas y de la variable de forma tal que $\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}$ resulta que $V_{ab} = 0$.

Es así como, tomando la salida del circuito sobre $V_{ab} = V_{out}$ se puede lograr una salida nula, y haciendo variar a R_2 se logrará variar también la tensión de salida, siendo ésta inversamente proporcional al cambio sobre R_2 . Así, con pequeñas variaciones sobre R_2 se podrá lograr una salida de amplitud muy baja.

1.3.1 Análisis de tolerancias

Las resistencias a utilizar tendrán las mismas tolerancias. Se eligió utilizar resistencias SMD por su menor tolerancia,

²La versión impresa en la que R_1 no es nula será presentada en el examen oral si así se requiere

del 1%.

Si Δx_i es el error del valor nominal de la resistencia R_i versus su valor real y si E_{R_i} es el error total (en valor absoluto) que tiene ese error sobre la tensión de salida real con respecto a la teórica, entonces se obtiene:

$$\begin{cases} \frac{\partial V_{out}}{\partial R_1} = \frac{V_{in}}{R_2} \\ \frac{\partial V_{out}}{\partial R_2} = -\frac{V_{in} \cdot R_1}{R_2^2} \end{cases} \quad (1.5)$$

por lo que

$$\begin{cases} E_{R_1} = \int_{R_1 - \Delta x_1}^{R_1 + \Delta x_1} \frac{V_{in}}{R_2} dR_1 \\ E_{R_2} = \int_{R_2 - \Delta x_2}^{R_2 + \Delta x_2} -\frac{V_{in} \cdot R_1}{R_2^2} dR_2 \end{cases} \quad (1.6)$$

y de aquí que:

$$\begin{cases} E_{R_1} = \frac{V_{in}}{R_2} \cdot 2 \cdot \Delta x_1 \\ E_{R_2} = V_{in} \cdot R_1 \cdot \frac{2 \cdot \Delta x_2}{R_2^2 - \Delta x_2^2} \end{cases} \quad (1.7)$$

Si se toma en cuenta que la tolerancia es del 1%, entonces $\Delta x_i = R_i \cdot 0.01$, y utilizando estos resultados:

$$\begin{cases} E_{R_1} = \frac{V_{in}}{R_2} \cdot 2 \cdot 0.01 \cdot R_1 = 0.02 \cdot \frac{V_{in} \cdot R_1}{R_2} \\ E_{R_2} = \frac{V_{in} \cdot R_1}{R_2} \cdot \frac{0.02}{1 - 0.01^2} \approx 0.02 \cdot \frac{V_{in} \cdot R_1}{R_2} \end{cases} \quad (1.8)$$

Los errores E_{R_3} y E_{R_4} son obtenidos análogamente, por lo que resulta que :

$$\begin{cases} E_{R_3} = 0.02 \cdot \frac{V_{in} \cdot R_3}{R_4} \\ E_{R_4} \approx 0.02 \cdot \frac{V_{in} \cdot R_3}{R_4} \end{cases} \quad (1.9)$$

El error total máximo será por lo tanto $E = E_{R_1} + E_{R_2} + E_{R_3} + E_{R_4}$

Dado que el puente mencionado será utilizado para generar tensiones de baja amplitud, en valores de tensión de salida cercanos a cero $\frac{R_1}{R_2} \approx \frac{R_3}{R_4}$, por lo que $E_{R_1} \approx E_{R_2} \approx E_{R_3} \approx E_{R_4}$. De esta forma:

$E \approx 0.08 \cdot \frac{V_{in} \cdot R_3}{R_4}$. De aquí se observa que si el cociente teórico $\frac{R_3}{R_4}$ se mantiene bajo, entonces el error también lo será para amplitudes bajas de tensión de salida. Una tensión V_{in} apropiadamente elegida también implicará un menor error.

Una posible solución a este problema sería medir las resistencias fijas antes de colocarlas en el puente, de manera tal de conocer el valor exacto del cociente $\frac{R_3}{R_4}$ y el valor de R_1 . Así, se podría luego determinar fácilmente el valor de R_2 que logrará tensión nula y de allí determinar el rango de valores que deberá tomar la R_2 para el rango de tensiones que se querrá tomar como salida.

Otra manera de solucionar el problema de tolerancias sería agregar presets en serie con las resistencias, para acomodar los valores reales a los valores teóricos previamente calculados.

1.3.2 Importancia de la tierra compartida para generar señales

El generador con la salida del amplificador de instrumentación deberán compartir tierra, es decir, deberán ser conectados de la siguiente manera:

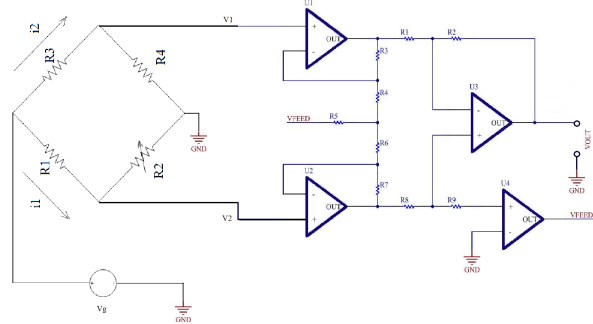


Figura 1.5: Disposición del circuito con generador, tierra compartida.

Esto es así porque en el caso en que la salida no comparta tierra con el generador (como en la siguiente figura), el amplificador de instrumentación eliminará al modo común, y con éste al error, proveniente de la tierra del generador pero a la salida se le sumará un nuevo error proveniente de la segunda tierra, la de la salida. Es así como en el caso en que no se comparta la tierra el amplificador de instrumentación deja de funcionar correctamente.

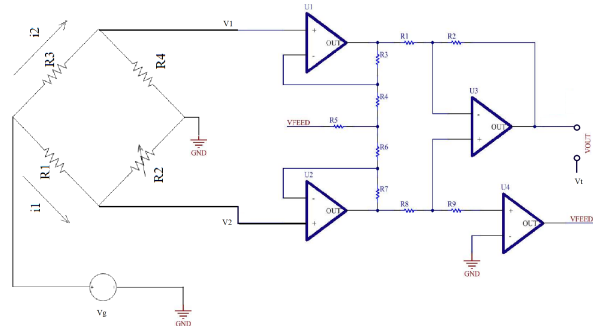


Figura 1.6: Disposición del circuito con generador, tierra NO compartida.

1.4 Simulaciones

1.5 Mediciones

Las mediciones se realizaron con un analog discovery 2.

Las ondas de baja amplitud fueron generadas mediante el uso del puente de Wheatstone conectado de la manera explicada en la sección anterior. Para la respuesta en frecuencia, se comenzó a medir a partir de 1kHz porque el

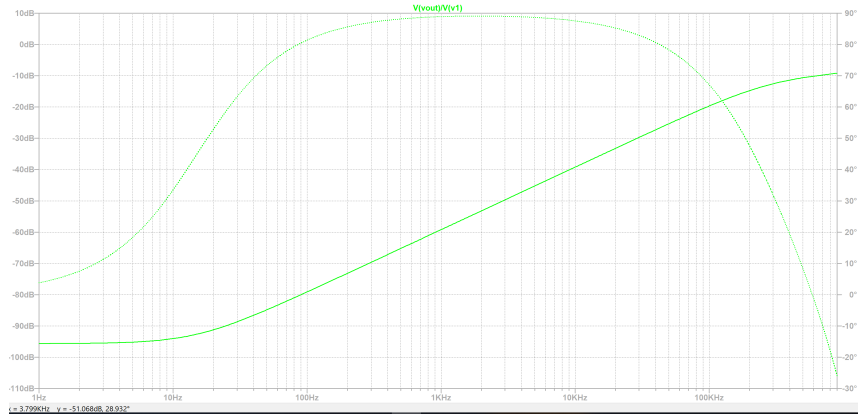


Figura 1.7: Respuesta en frecuencia simulada para el modo común

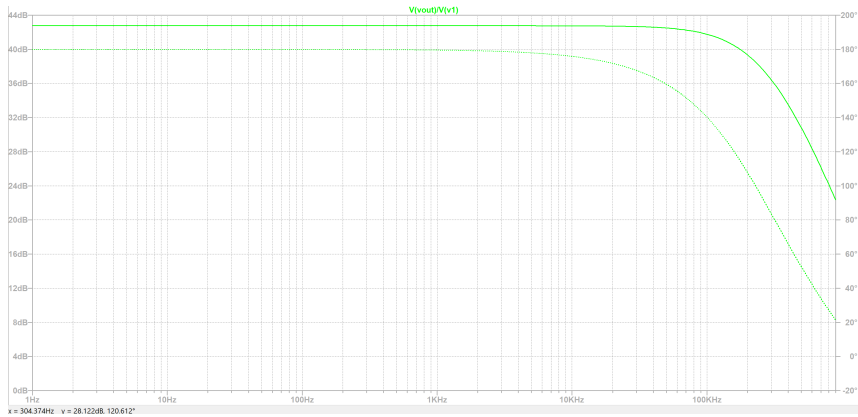


Figura 1.8: Respuesta en frecuencia simulada para el modo diferencial

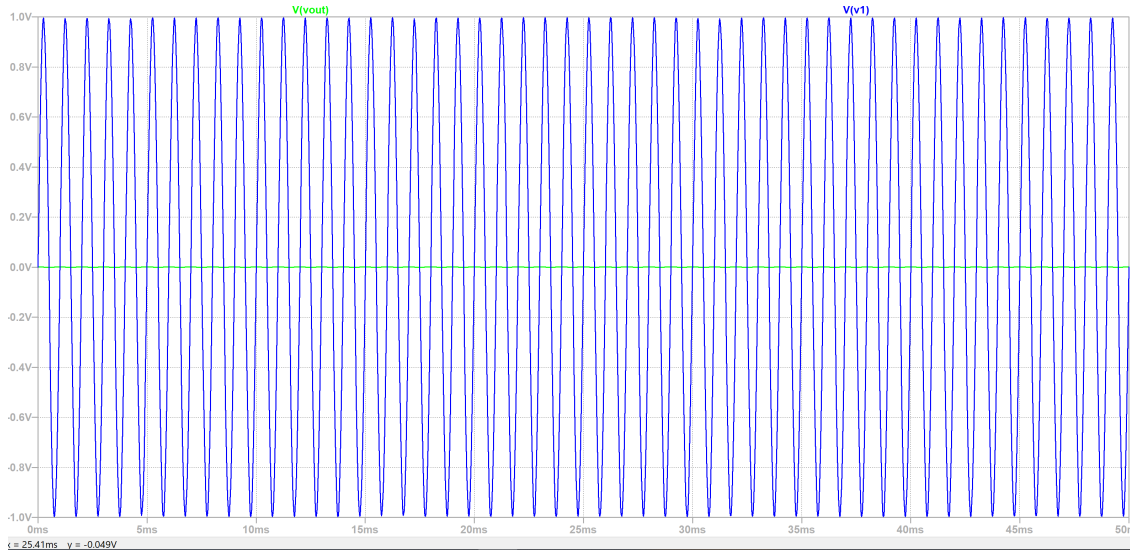


Figura 1.9: Simulación de la entrada y salida en modo común a 1 kHz

modo común estaba demasiado atenuado para frecuencias menores a ese valor como para ser medido.

Esta respuesta en frecuencia nos dará la ganancia del modo común a partir de la cual se consigue el CMRR.

La menor atenuación del modo común medido contra el teórico se cree que se debe a la presencia de armónicos provenientes de una fuente no ideal, además de la imposibilidad de medir a partir de cierta atenuación por parte del osciloscopio para una entrada de 1 V de amplitud, que en futuros trabajos se elevará en magnitud en caso de deber

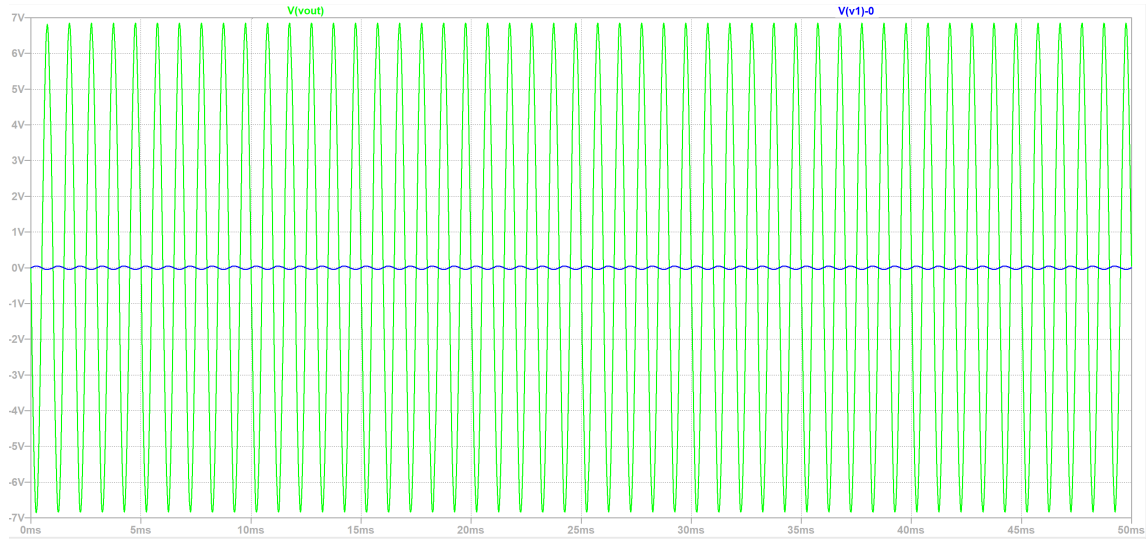


Figura 1.10: Simulación de la entrada y salida en modo diferencial a 1kHz



Figura 1.11: Respuesta en frecuencia medida para el modo común

medir atenuaciones tan grandes.

Se observa la misma forma para la respuesta en frecuencia de la curva simulada con la medida: mismos puntos de inflexión, zonas lineales y zonas planas en los mismos rangos de frecuencia.

En cuanto a la fase, si bien se puede apreciar la forma de campana de la simulación, se encuentra que la fase comienza a sufrir cambios contra lo esperado para frecuencias mayores a 100k.

Dado el análisis anterior, se espera que el circuito funcione correctamente para frecuencias de hasta 100kHz. El siguiente análisis de montecarlo muestra claramente que la respuesta en frecuencia lograda estaba dentro de lo espe-

rado:

Se muestra de aquí que el sistema es altamente sensible a las tolerancias. Sin embargo, la razón de ser el opamp U4 es lograr calibrar el sistema en tiempo real de modo tal que no se tenga que usar presets para su calibración al contar con resistencias no ideales (las relaciones no se cumplen estrictamente).

A continuación se presentan el gráfico de bode en modo diferencial.

Se corrobora lo medido como lo simulado en módulo y fase, por lo que un análisis de montecarlo parece innecesario.

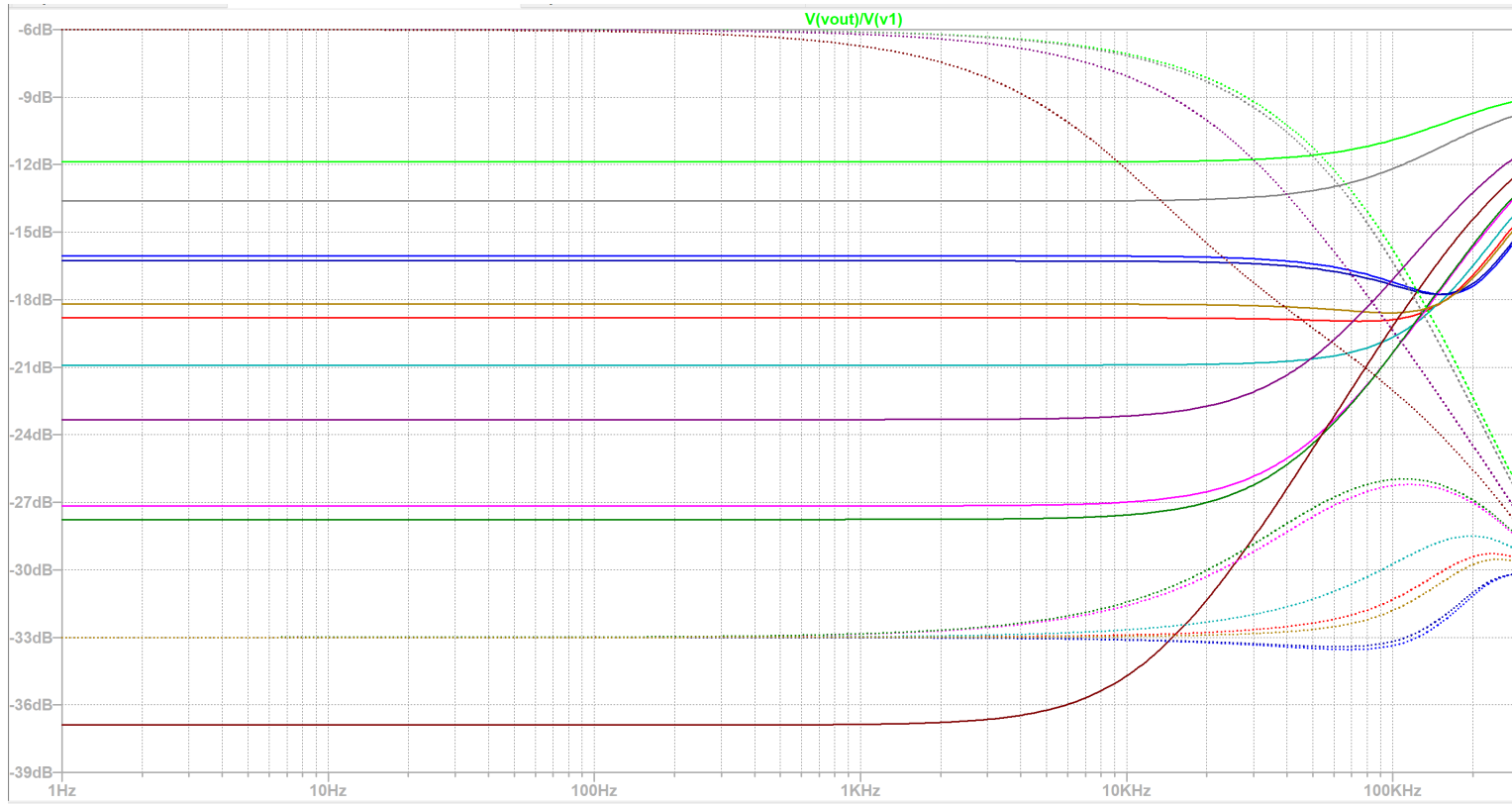


Figura 1.12: Análisis de montecarlo



Figura 1.13: Muestra de la entrada y salida en modo común a 1kHz

1.6 Conclusión

Se logró implementar exitosamente el amplificador instrumental, utilizando un generador de señales de baja amplitud realizado mediante el uso de un puente de Wheatstone.



Figura 1.14: Respuesta en frecuencia medida para el modo diferencial

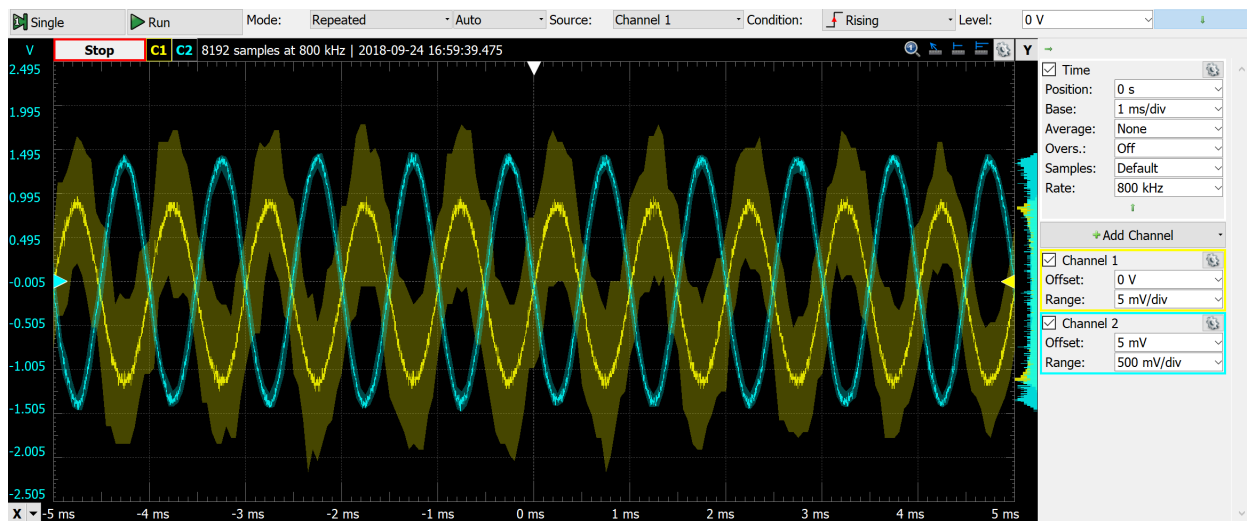


Figura 1.15: Muestra de la entrada y salida en modo diferencial a 1kHz